

Conmutador de fase 180° en banda milimétrica basado en diodo PIN

Enrique Villa, Beatriz Aja, Luisa de la Fuente, Eduardo Artal
villae@unican.es, ajab@unican.es, fuenterm@unican.es, artale@unican.es
Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.
Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander, Cantabria

Abstract- A wideband 180° phase switch was developed at millimetre-wave frequencies, 31 GHz centre frequency, using uniplanar technology on Alumina substrate. The circuit is designed using wideband coplanar to slotline transitions and commercial PIN diodes (HPND-4005 from Agilent) as switching devices. The implementation is easy, fast in terms of fabrication and low-cost. The circuit characterization has been done in two stages: gold-bond wire as a short circuit and commutation using PIN diodes. Measurements show a phase difference between states of $180^\circ \pm 2^\circ$, providing 40% bandwidth with an insertion loss lower than 2.5 dB and return loss better than 10 dB over the frequency band. The phase switch provides a $\pm 5^\circ$ phase error in a bandwidth of around 60%, from 18 GHz to 38 GHz.

I. INTRODUCCIÓN

Una aplicación importante para circuitos conmutadores de fase se encuentra en su uso en receptores de radioastronomía. Estos receptores, llamados radiómetros, deben presentar una alta sensibilidad debido a que las señales que van a medir son muy débiles. Algunos de estos receptores se diseñan especialmente para la medida de la radiación del fondo cósmico de microondas (CMB), como sustento principal de las teorías científicas que estudian el origen del Universo, como la teoría del Big Bang.

Para la medida de estas señales se han desarrollado, o están en proceso, diferentes proyectos, bien bajo la supervisión de la Administración Nacional de Aeronáutica y del Espacio de EEUU (NASA) o bien de la Agencia Espacial Europea (ESA). Estas misiones se han desarrollado en diferentes ámbitos, teniendo en cuenta si los receptores van a ir embarcados en satélite para su lanzamiento al espacio o para aplicaciones en estación terrena.

Los receptores actuales que se utilizan para llevar a cabo estas misiones de la medida del CMB están basados en un esquema diferencial [1]. En la actualidad se está desarrollando el proyecto QUIJOTE que caracterizará la polarización del CMB así como otras emisiones existentes en la galaxia y fuera de ella. Una vez diseñado y caracterizado el receptor, éste será instalado en el observatorio del Teide, a cargo del Instituto Astrofísico de Canarias. El esquema que sigue este receptor se basa en el que se utilizó en misiones previas (como es el caso del proyecto Planck) [2], representado en la Fig. 1. Se trata de un radiómetro diferencial de correlación compuesto por dos módulos: el módulo frontal (Front End Module - FEM) y el posterior (Back End Module - BEM). Ambos módulos trabajan a diferentes temperaturas, estando la primera parte del receptor

a 20K, mientras que la segunda parte a temperatura ambiente.

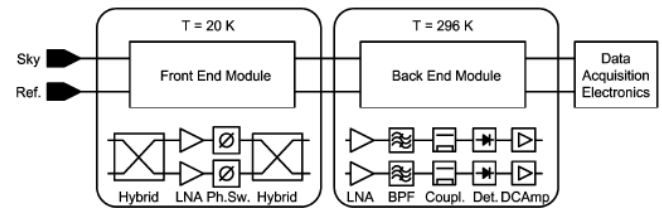


Fig. 1. Esquema del radiómetro

Como se ve en el esquema de la Fig. 1, en cada rama del módulo frontal (FEM) del receptor existe un circuito conmutador de fase de dos estados (desfases de 0° y 180°), justo tras la etapa amplificadora. En este tipo de radiómetros, el conmutador de fase tiene una gran importancia, ya que debe introducir una diferencia de fase muy precisa entre sus estados de funcionamiento, en una banda de frecuencias de trabajo muy grande.

La banda de funcionamiento del radiómetro para el proyecto QUIJOTE viene definida desde 26 a 36 GHz, lo que constituye una banda superior al 30%. Dado el gran ancho de banda a cubrir, se convierte en un aspecto importante la tecnología escogida para llevar a cabo el diseño del circuito desfasador.

En este trabajo se presenta el diseño, fabricación y caracterización de un circuito conmutador de fase que trabaje en banda milimétrica, caracterizando el mismo con diferentes elementos de conmutación, primero un cortocircuito mediante la conexión de un hilo de oro, y posteriormente pasar a un elemento de conmutación típico en microondas como son los diodos PIN. Los resultados obtenidos se comparan con desfasadores implementados en tecnología monolítica (MMIC) [3-4].

II. DISEÑO CONMUTADOR DE FASE

El diseño del circuito conmutador de fase está basado en la utilización de líneas coplanares sin plano de masa (CPW) y slotlines como líneas de transmisión. La adopción de estas líneas como medio de propagación se debe a que se desea realizar un diseño uniplanar, ya que otra combinación entre líneas de transmisión nos haría utilizar ambos planos del sustrato (caso de microstrip a slotline) o nos dificultaría el montaje de los elementos de conmutación en el circuito. Así mismo, nos facilita el montaje del circuito en serie con otros circuitos, y por último nos permite que el diseño sea caracterizado en la estación de sondas coplanares.

El circuito debe trabajar en la banda de 26 a 36 GHz, que está definida por las frecuencias de trabajo del receptor.

A. Transición de entrada CPW-slotline

La transición de línea coplanar sin plano de masa a slotline está basada en el uso de stubs radiales en combinación con ambas líneas de transmisión para adaptar las líneas de campo de un tipo al otro. La utilización de los stubs radiales hace que la transición trabaje correctamente en una banda mayor, frente al uso de los stubs clásicos. La topología utilizada puede verse en la Fig. 2.

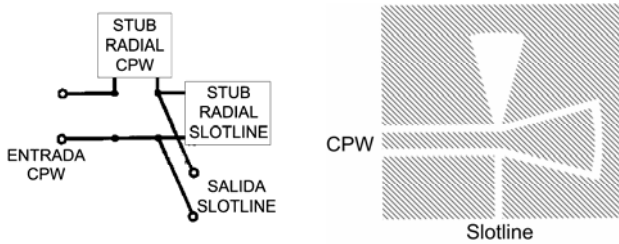


Fig. 2. Topología de la transición

El diseño de la transición CPW-slotline puede verse con mayor detalle en [5], donde se especifican las características y parámetros adoptados.

B. Conmutador de fase

Una vez que se tiene diseñada la transición desde línea coplanar sin plano de masa a slotline, se pasa a analizar cómo se va a obtener el desfase de 180° .

La diferencia de fase se obtiene a través del uso de una bifurcación en el tramo slotline, lo cual se consigue añadiendo una unión en T a la salida de la transición de entrada. Con este doble camino generado, se accede a la línea CPW de salida para obtener la muestra de la señal. Para volver a línea CPW, se hace uso de otra transición slotline-CPW, a la cual se accede por uno de los dos caminos en slotline en función del escogido para la propagación. La Fig. 3 muestra la unión en T en el tramo en slotline y los dos posibles caminos de propagación, con cuatro diodos que representan los elementos de conmutación para la selección del camino de propagación.

Si se accede a la línea de salida por el camino en slotline donde se encuentran los diodos D1 y D3, la señal presentará una fase determinada en la salida de la línea CPW, mientras que si la propagación se produce por el otro camino existente en la bifurcación (elementos D2 y D4), la señal medida presentará una diferencia de fase respecto a la primera de 180° .

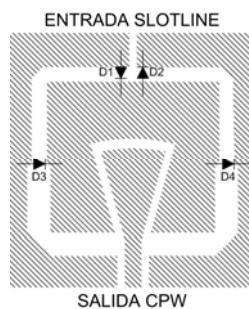


Fig. 3. Bifurcación de caminos en slotline y entrada a la transición de salida

Al tener estos dos caminos por los que la señal se puede propagar, y querer que la salida del circuito esté en línea

CPW, es necesario el diseño de una nueva transición de slotline a CPW para la salida, ya que la utilizada para la entrada no sirve para este caso.

Para este nuevo diseño se adopta que los tramos en slotline tras la bifurcación accedan a cada uno de los dos 'gaps' existentes en la línea CPW. De esta manera, al propagarse la señal por uno de los caminos en slotline, las líneas de campos se recombinarán con una fase determinada en la línea CPW, mientras que si el estímulo viene por el otro gap de la línea coplanar la fase presentará la diferencia deseada de 180° . Para finalizar el diseño de la transición se debe incluir un cortocircuito virtual en slotline, mediante un stub de longitud eléctrica $\lambda/4$, que queda definido en el camino por el que no se produce la propagación de la señal, utilizando el diodo D3 o D4 (Fig. 3).

La selección del camino de propagación, así como la definición del stub para la transición de salida se realizará mediante el uso de diodos PIN de microondas. El circuito necesita del montaje de cuatro diodos: dos de ellos en la unión en T en slotline, mientras que los otros dos para conformar la transición de salida. Los diodos van montados en configuración antiparalela dos a dos, lo que define el camino de propagación así como la transición de salida. La estructura final diseñada como transición de salida puede verse en la Fig. 4, junto con la posición de los diodos. Puede observarse en la imagen, que se han utilizado tramos en slotline de diferente impedancia. Se ha adoptado esta solución para mejorar las pérdidas de inserción del circuito, ya que estos tramos de diferentes anchuras actúan como redes de adaptación de banda ancha.

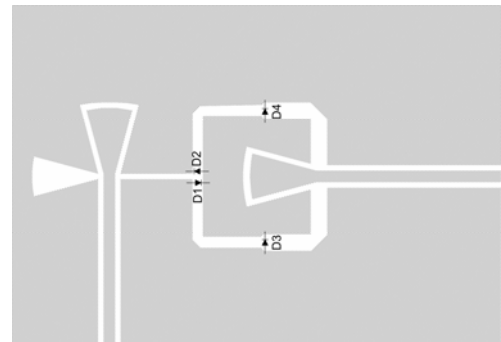


Fig. 4. Esquema completo del circuito diseñado con los elementos de conmutación

III. FABRICACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

El circuito se ha fabricado sobre un sustrato de Alúmina ($h=0.254$ mm, $\epsilon_r=9.9$), con superficie conductora de oro de 3 μ m de grosor.

Como se está trabajando con líneas CPW y slotline, el sustrato sobre el que va impreso el circuito no deberá presentar metalización en su parte inferior. Otro factor importante es la distancia a la que se encuentra el plano de masa de referencia respecto a la parte inferior del sustrato; si ésta fuese pequeña, podría llegar a degenerar los modos de propagación, derivando en un funcionamiento incorrecto del circuito.

Con objeto de asegurar una distancia suficiente respecto a la parte inferior del sustrato, así como para facilitar el montaje en serie con otros circuitos y la medida del mismo en la estación de sondas coplanares, se adopta como solución

añadir un sustrato adicional de baja constante dieléctrica, de un valor cercano a la del aire. El sustrato escogido es FoamClad®, que presenta una constante dieléctrica $\epsilon_r=1.18$ y un grosor $h=2.59$ mm. Este sustrato presenta una única cara metalizada, mientras que la otra tiene una capa adhesiva sobre la que se pega la Alúmina fabricada (Fig. 5).



Fig. 5. Estructura de sustratos

Se van a presentar resultados experimentales del circuito en diferentes fases: la primera realizando el cortocircuito de selección del camino de propagación mediante un hilo de oro, y posteriormente con un elemento de conmutación elegido para la aplicación (diodo PIN).

También se van a presentar medidas del diodo PIN HPND-4005 de Agilent, para validar el dispositivo como elemento de conmutación, analizando su comportamiento en función de su polarización en directa o inversa.

Las medidas se han realizado en la estación de sondas coplanares con un analizador de redes (PNA E8364A), utilizando cables coaxiales estables en fase de Gore™ y sondas coplanares de PicoProbe®.

A. Diodo PIN HPND-4005

Se ha realizado el montaje de un diodo PIN, modelo HPND-4005 de Agilent, con transiciones comerciales para llevar a cabo la medida del mismo, y analizar su comportamiento. La elección de este diodo se ha hecho en base a que presenta una baja resistencia y baja capacidad. Ambas características son necesarias para que el dispositivo actúe como un buen cortocircuito o un buen circuito abierto en función de la tensión de polarización que se aplica sobre él.

El circuito se ha montado con una transición de línea coplanar a microstrip comercial en uno de sus terminales, y el otro conectado a masa, como puede verse en la Fig. 6. El efecto de la transición se elimina en la calibración.

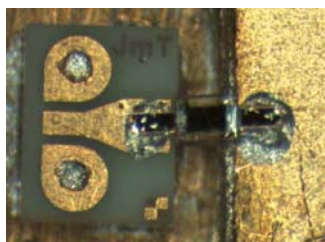


Fig. 6. Montaje del diodo PIN para medidas en sondas

Los resultados de la caracterización del dispositivo se presentan en la Fig. 7. La medida se ha realizado variando el estado de conducción del diodo, aplicándole una corriente de polarización de 20 mA en directa, mientras que una tensión de -2 V en inversa, polarizándole a través del analizador de redes. En las medidas se ha obtenido un valor de resistencia alrededor de 5 Ω en directa, y una capacidad aproximada de 0.022 pF en inversa.

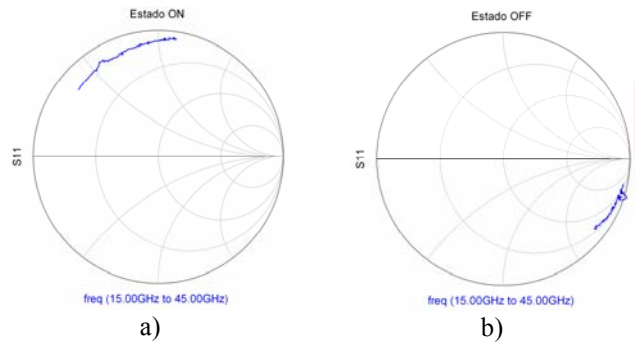


Fig. 7. Medida del diodo en ambos estado: a) polarización directa; b) polarización inversa

B. Caracterización del conmutador de fase con hilos de bonding

Las primeras medidas sobre el circuito se han realizado con hilos de bonding como elemento de cortocircuito. Con esta primera medida se valida el diseño realizado y posteriormente se procede a montar en el circuito los elementos de conmutación. Para facilitar el proceso de medida se han fabricado dos circuitos idénticos del conmutador de fase, y en cada uno de ellos se ha cortocircuitado uno de los caminos de propagación (Fig. 8).

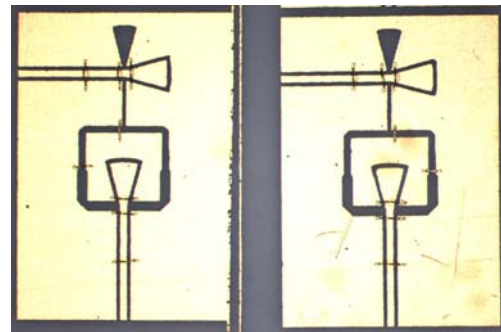


Fig. 8. Conmutadores de fase con cortocircuitos mediante hilos de oro

Se ha realizado la caracterización de los mismos, obteniendo los resultados que se muestran en la Fig. 9.

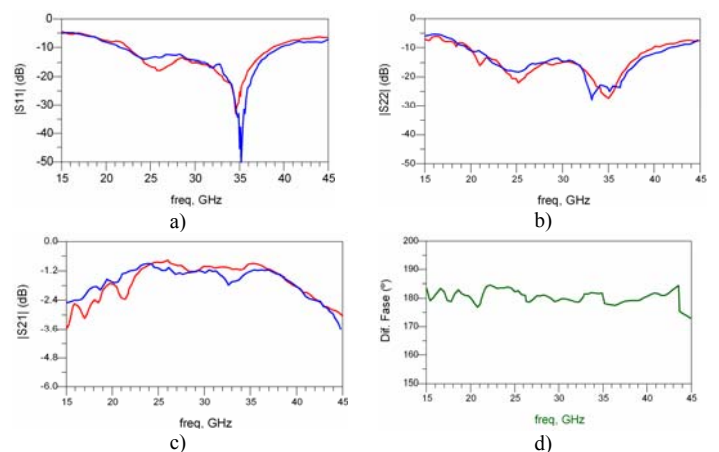


Fig. 9. Medida del circuito (la traza en color rojo corresponde al circuito de la derecha, mientras que la azul al de la izquierda en la Fig. 8): a) $|S_{11}|$; b) $|S_{22}|$; c) $|S_{21}|$; d) diferencia de fase entre estados

Se observan unas pérdidas de inserción menores de 1.5 dB, con unas pérdidas de retorno mejores de 10 dB en la banda de 22 a 38 GHz, con un error de fase de $\pm 4^\circ$, pero se debe tener en cuenta que se está midiendo en dos circuitos

diferentes, con lo que pueden existir diferencias físicas que modifiquen ligeramente el funcionamiento.

C. Caracterización del conmutador de fase con diodos PIN

Una vez medido el comportamiento con elementos ideales (hilos de oro), se pasa a la realización del montaje de los diodos PIN. En la Fig. 10 se observa el circuito resultante. Como ya se ha comentado, se disponen los diodos de forma antiparalela (cátodos y ánodos en dirección opuesta), definiendo cada par un camino de transmisión. Cuando dos de ellos están polarizados en directa, los otros dos lo están en inversa, y viceversa, actuando dos de ellos como una baja resistencia (cortocircuito) y los otros dos como una baja capacidad (circuito abierto).

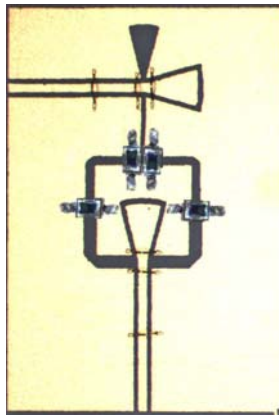


Fig. 10. Circuito con diodos PIN

La forma de hacer llegar la polarización al circuito es por medio de una sonda coplanar para señales de continua, de Cascade Microtech, con un pitch de 200 μm entre contactos. El punto de polarización para los diodos es el mismo que el que se ha presentado en las medidas del apartado III.A. con una corriente por diodo en estado de conducción de 20 mA, lo que resulta en un consumo total de 40 mA para el circuito. Los resultados de la medida se observan en la Fig. 11.

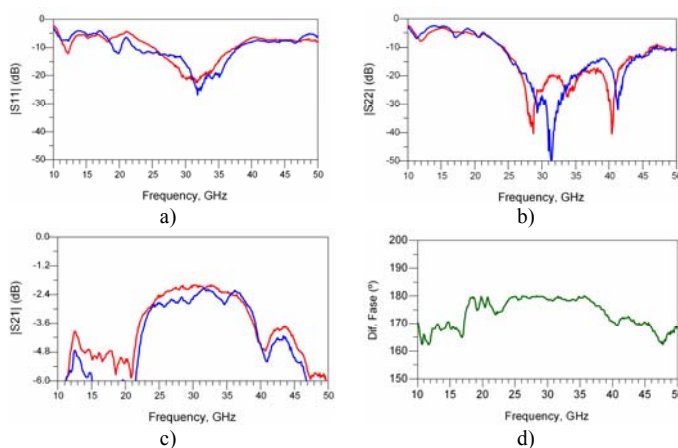


Fig. 11. Medida conmutador de fase cambiando la polarización: a) $|S_{11}|$; b) $|S_{22}|$; c) $|S_{21}|$; d) diferencia de fase entre estados

Si se comparan los resultados aquí obtenidos con las medidas realizadas en III.B. se observa que se ha incrementado el nivel de las pérdidas de inserción en 1 dB, dato esperado por el hecho de cambiar un cortocircuito mediante soldadura con hilo de oro, por el montaje de un diodo PIN que presenta una baja resistencia.

En cuanto a los resultados obtenidos, se observa que el circuito proporciona una diferencia de fase de 180° en el rango de 24 a 37 GHz (error menor de $\pm 2^\circ$), con pérdidas de retorno mejores de 10 dB, y pérdidas de inserción de 2.5 dB. Si se considera un error de fase de $\pm 5^\circ$, el circuito trabaja en un ancho de banda en torno al 65% (18-38 GHz), aunque en ciertas frecuencias las pérdidas de inserción se incrementan ligeramente debido a desadaptación del circuito.

En la bibliografía se han encontrado algunos diseños de conmutadores de fase, basados en tecnología MMIC con líneas microstrip [3-4]. El circuito aquí presentado y diseñado en tecnología planar mejora el ancho de banda de funcionamiento, así como las pérdidas de retorno del diseño presentado en [3], considerando un error en cuanto a diferencia de fase de tan sólo 2° , con unos niveles de pérdidas de inserción similares para ambos. En el caso del diseño presentado en [4], el circuito aquí presentado mejora la respuesta de la diferencia de fase entre estados, así como el nivel de las pérdidas de inserción en un margen de frecuencias mayor.

IV. CONCLUSIONES

Se ha presentado el diseño, fabricación y caracterización de un circuito conmutador de fase 180° de banda ancha en tecnología planar. Los resultados de medida validan el uso de los diodos PIN HPND-4005 como elemento de conmutación entre estados, así como la topología utilizada para el circuito diseñado. Se ha comparado su funcionamiento con diseños en tecnología MMIC, mejorando sus resultados. El circuito cubre una banda de funcionamiento de 24 a 37 GHz, con unas pérdidas de inserción y retorno medias de 2.2 ± 0.3 dB y 16 dB, respectivamente, con una diferencia de amplitud entre estados menor de 0.5 dB. Se ha obtenido en dicho margen de frecuencias una diferencia de fase, en media, de $179.1^\circ \pm 0.8^\circ$.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se ha realizado con la financiación del Plan Nacional de I+D+I del Ministerio de Ciencia e Innovación, proyecto del Programa Nacional de Astronomía y Astrofísica, referencia AYA2007-68058-C03-03.

La fabricación y montaje de los circuitos han sido realizados por Alexandrina Pana y Eva Cuerno.

REFERENCIAS

- [1] M. E. Tiuri, "Radio Astronomy Receivers", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 930-938, Diciembre 1964
- [2] M. Bersanelli, N. Mandolesi, J. Martí-Canales, "Multi-band Radiometer for Measuring the Cosmic Microwave Background", *Proceedings of 32nd European Microwave Conference*, Milan, Italy, pp. 547-550, Septiembre 2002
- [3] R. J. Hoyland, "A New MMIC, Wideband 180° Phase Switch Design for Millimeter Wave Applications", *Proceedings of 3rd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications*, Espoo, Finland, pp. 305-310, Mayo 2003
- [4] D. Kettle, N. Roddis, R. Sloan, "A Ka-band InP MMIC 180° phase switch", *Microwave and Wireless Component Letters, IEEE*, Vol. 15 Issue 6 No. 1, pp. 425-427, Junio 2005
- [5] E. Villa, B. Aja, L. de la Fuente, E. Artal, "Conmutadores de Fase 180° de Banda Ancha con Transiciones Coplanares", *XXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Madrid, España, pp. 76, Septiembre 2008